

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号
特開2002-84772
(P2002-84772A)

(43) 公開日 平成14年3月22日 (2002.3.22)

(51) Int.Cl.⁷

識別記号

F I

ターミナル (参考)

H 0 2 P 6/06

H 0 2 P 6/02

3 4 1 J 5 H 5 6 0

審査請求 未請求 請求項の数 2 O L (全 8 頁)

(21) 出願番号 特願2000-273407 (P2000-273407)

(22) 出願日 平成12年9月8日 (2000.9.8)

(71) 出願人 000116024

ローム株式会社

京都府京都市右京区西院溝崎町21番地

(72) 発明者 大久保 利郎

京都市右京区西院溝崎町21番地 ローム株式会社内

(74) 代理人 100083231

弁理士 紋田 誠 (外1名)

Fターム (参考) 5H560 BB04 BB07 BB12 DA02 DA19

EB01 EC01 HB02 SS01 TT07

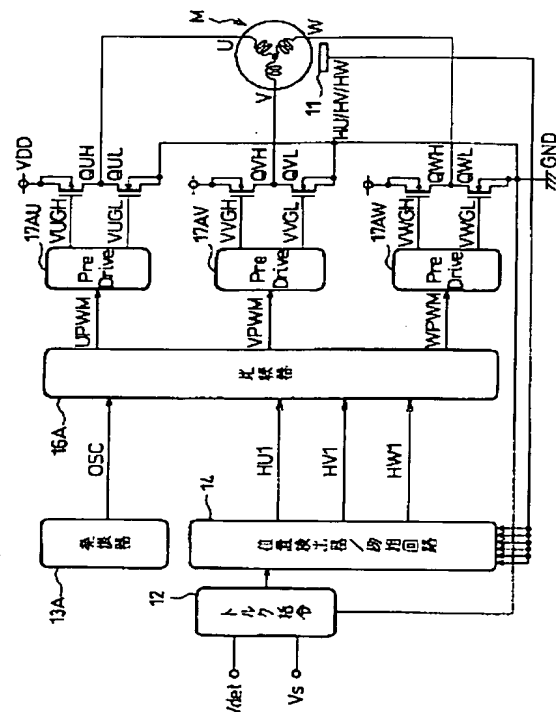
UA05 XA04 XA12

(54) 【発明の名称】 ブラシレスモータ用駆動制御装置

(57) 【要約】

【課題】 ブラシレスモータをPWM制御する駆動制御装置において、PWM制御時の回生電流による電力ロスを低減すること、及びPWM制御用発振器の出力に不感帯や歪みを発生することなくし、PWM制御を適切に行うこと。

【解決手段】 電源間に接続された第1、第2のスイッチ素子を、発振器手段の三角波と、前記位置信号生成手段の正弦波の位置検出信号とを大小比較して、PWM信号を発生させる。このPWM信号により、電源間に接続されモータに電流を供給するための第1、第2のスイッチ素子を、前記PWM信号により逆位相で動作させる。また、発振器手段の三角波の上下限値の中心電圧と、位置信号生成手段の正弦波の位置検出信号の上下限値の中心電圧とを、同じ電圧にする。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 第 1 電源電位と出力端子との間に接続された第 1 スイッチ素子と、前記出力端子と第 2 電源電位との間に接続された第 2 スイッチ素子とからなる複数组のスイッチング手段と、

三角波を発生する発振器手段と、

ブラシレスモータの位置検出器からの検出信号に基づいて、正弦波の位置検出信号を出力する位置信号生成手段と、

前記発振器手段の三角波と、前記位置信号生成手段の正弦波の位置検出信号とを大小比較して、PWM信号を発生する比較器と、を備え、

前記複数组の前記第 1 スイッチ素子、前記第 2 スイッチ素子とが、前記 PWM 信号により逆位相で動作されるように構成されている、

ことを特徴とするブラシレスモータ用駆動制御装置。

【請求項 2】 請求項 1 記載のブラシレスモータ用駆動制御装置において、前記発振器手段の三角波の上下限値の中心電圧と、前記位置信号生成手段の正弦波の位置検出信号の上下限値の中心電圧とが、同じ電圧であることを特徴とするブラシレスモータ用駆動制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、オーディオ、ビデオ、パソコンなどのディスク駆動用モータなどに用いられるブラシレスモータの駆動制御装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】従来、この種のブラシレスモータの駆動制御装置として、例えば特開平 1 0 - 1 4 6 0 8 5 号公報に開示されたものが知られている。この従来の駆動制御装置について、図 6 の構成を示す図及び図 7 の各部の信号の波形を示す図を参照して、説明する。

【0003】この従来例では、モータ M は、永久磁石回転子と、U 相、V 相、W 相の 3 相のアマチュアコイルを円周上に配置し、各相のアマチュアコイルの位置に各相用のロータ位置検出器を設けた固定子から構成されている。なお、図 6 では、説明の都合上、各相用のロータ位置検出器 1 1 を纏めて、モータ M の外部に示している。

【0004】図 6 において、各相用のトランジスタスイッチは、正極側の P 型 MOS トランジスタ Q_{UH}、Q_{VH}、Q_{WH} と、負極側の N 型 MOS トランジスタ Q_{UL}、Q_{VL}、Q_{WL} で構成され、それぞれゲート制御信号にしたがって、オンオフ制御される。

【0005】回転子位置検出器 1 1 は、たとえばホール素子から構成されて、U 相、V 相、W 相における正極の出力信号と負極の出力信号との 6 種の正弦波信号を出力し、各相における出力信号の位相差は 1 2 0° (= 3 6 0° / 3) である。

【0006】位置検出器／移相回路 1 4 は、回転子位置

検出器 1 1 からの出力信号 HU、HV、HW における各相ごとに正極と負極の各出力信号の差をとり、信号線に重畳している同相のノイズ成分を除去した上で、各出力信号 HU、HV、HW の相互の差信号 (HU-HV、HV-HW、HW-HU、HV-HU、HW-HV、HU-HW) を求めて、例えば 3 0° の位相差 Δθ を有する変移信号 HU1、HV1、HW1 (図 7 (a) ~ (c)) を出力する。また、この変移信号 HU1、HV1、HW1 とその各反転信号とを各相ごとに比較して、U 相、V 相、W 相における極性判別信号 UHL、VHL、WHL を出力する。

【0007】なお、移相した変移信号 HU1、HV1、HW1 を形成するのは、主に次の理由による。すなわち、回転子位置検出器 1 1 からの信号を受けてモータ M のアマチュアに電圧を印加してから実際に電流が流れ出すまでに、アマチュアのインダクタンス成分によって時定数に応じた遅れが発生し、アマチュアに流れる電流の転流時期が正規の転流タイミングより遅れ、モータ駆動効率が悪化したりトルクむらが増大することを防止するためである。

【0008】全波整流器 1 5 は、位置検出器／移相回路 1 4 からの変移信号 HU1、HV1、HW1 を全波整流して、グランド電位 GND 基準の全波整流信号 HU2、HV2、HW2 (図 7 (d)) を比較器 1 6 に出力する。なお、図 7 では、HV2、HW2 を図示省略している。

【0009】発振器 1 3 は、オペアンプ、定電流源、コンデンサなどから構成される三角波発生回路を内蔵しており、例えば可聴周波数帯域 (16kHz) 以上の 3 角波の高周波基準信号 OSC (図 7 (e)) を発生し、比較器 1 6 に出力する。

【0010】比較器 1 6 は、全波整流器 1 5 からの全波整流信号 HU2、HV2、HW2 と、発振器 1 3 からの 3 角波発振信号 OSC とを受けて、両信号を比較し、これら両信号の差から PWM 信号 UPWM、VPWM、WPWM を出力する。

【0011】各相用の前置駆動回路 1 7 U、1 7 V、1 7 W は、比較器 1 6 からの PWM 信号 UPWM、VPWM、WPWM と、位置検出器／移相回路 1 4 から比較器 1 6 を介してあるいは直接に極性判別信号 UHL、VHL、WHL を、各相ごとに受ける。そして、極性判別信号 UHL、VHL、WHL にしたがって、PWM 信号 UPWM、VPWM、WPWM を、切換反転して、それぞれ図 7 (f) ~ (k) に示されるようなゲート制御信号 VUGH、VUGL、VVGH、VVGL、VWGH、VWGL を形成し、正極側の P 型 MOS トランジスタ Q_{UH}、Q_{VH}、Q_{WH} と、負極側の N 型 MOS トランジスタ Q_{UL}、Q_{VL}、Q_{WL} に、供給する。

【0012】これらのゲート制御信号を、代表して U 相の VUGH、VUGL についてみると、図 7 の前半部分では、正極側の MOS トランジスタ Q_{UH} がゲート制御信号 VUGH により PWM 制御され、負極側の MOS トランジスタ Q_{UL} がゲート制御信号 VUGL によりオフに制御される。また、後半部分では、正極側の MOS トランジスタ Q_{UH} はゲート制御信号 VUGH によりオフに制御され、負極側の MOS トランジスタ Q_{UL} がゲート制御信号 VUGL により PWM 制

御される。なお、オフ制御されている、正極側のMOSトランジスタQUHまたは負極側のMOSトランジスタQULのバックゲートコンタクトを介しての寄生ダイオードにより、逆方向に電流を流すようになっている。

【0013】トルク指令回路12は、モータMの回転速度が所定値になるように制御指令を出力するものであり、回転速度の設定値 V_s と、実際の回転速度の測定値 V_{det} とを比較し、その偏差に応じて変位信号HU1、HV1、HW1の振幅を制御する。

【0014】以上の構成において、モータMの実際の回転速度に比例した測定値 V_{det} を検知し、たとえばモータ速度が所定の設定値 V_s よりも速すぎた場合、その偏差に応じた制御信号を位置検出器／移相回路14に出力し、変位信号HU1、HV1、HW1の振幅を低下させる。したがって、全波整流器15から出力される全波整流信号HU2、HV2、HW2の波高値が減少する。

【0015】全波整流信号HU2、HV2、HW2の波高値減少によって、比較器16からのPWM信号UPWM、VPWM、WPWMにおけるオン・オフデューティのパルス幅を短縮させ、U相、V相、W相の各相用のトランジスタスイッチQUH～QWLを介してモータMへの通電電流を減少させ、モータを減速させる。回転速度が遅い場合にも、同様にして、モータMへの通電電流を増加させ、モータを加速させる。このようにして、モータ速度を高精度に制御している。

【0016】

【発明が解決しようとする課題】しかし、この従来の駆動制御装置においては、図7(f)～(k)のゲート制御信号VUGH～VWGLが各相のMOSトランジスタスイッチQUH～QWLに印加されるから、各相において正極側（あるいは負極側）のMOSトランジスタがPWM制御されているときには、負極側（あるいは正極側）のMOSトランジスタはオフに制御される。

【0017】図8、図9は、この状態の例をU相について示す図で、正極側MOSトランジスタQUHがPWM制御され、負極側MOSトランジスタQULがオフされている。正極側MOSトランジスタQUHがPWM制御でオン期間のときには図中実線で示すような方向に電流Iが流され、また正極側MOSトランジスタQUHがPWM制御でオフ期間のときには図中破線で示すような方向に電流Iが回生電流として流される。この時、負極側MOSトランジスタQULはオフ状態であるから、前記破線の電流は、バックゲートコンタクトを介しての寄生ダイオードPdを介して流れることになる。この状態は、正極側・負極側を逆にしても、また他のV相、W相についても同様である。

【0018】寄生ダイオードPdの電圧降下 V_f は約0.7Vであるから、この電圧降下 V_f と回生電流Iに応じた電力ロスはかなり大きい値となり、しかもPWM制御の間は継続して発生してしまう。

【0019】また、従来の駆動制御装置においては、比較器16でPWM信号UPWM、VPWM、WPWMを形成するために、全波整流器15からの全波整流信号HU2、HV2、HW2と発振器13からの発振信号OSCとを比較しているが、これら両信号は共にグランド電位GNDを基準としている。

【0020】特に、発振器13では、オペアンプ、定電流源、コンデンサなどを用いて三角波を発生しており、その構成上、三角波の頂点（上及び下）で電流増減方向の切換制御を行うことになる。この切換において、その発振周波数によってオーバーシュート量が変わることや、ソース側とシンク側の定電流源の特性の違いや、あるいは製造プロセスのばらつきなどの原因により、三角波の発生を正確に制御出来ない場合がある。

【0021】この場合、発振器13の発振出力OSCは、図10に示されるように最小電圧がグランド電位GNDに達せずに不感帯を生じて、下側エッジがグランド電位から浮いてしまったり、あるいは図11に示されるようにグランド電位GNDに留まり、歪んでしまうことになる。

【0022】このように、不感帯を生じたり、グランド電位に留まると、トルク指令が入力されているにも関わらず出力がでなかったり、出力の最小パルス幅が大きくなったりして、適切な制御が出来なくなってしまう。

【0023】そこで、本発明は、ブラシレスモータをPWM制御する駆動制御装置において、PWM制御時の回生電流による電力ロスを低減すること、及びPWM制御用発振器の出力に不感帯や歪みが発生することをなくし、PWM制御を適切に行うことを目的とする。

【0024】

【課題を解決するための手段】請求項1のブラシレスモータ用駆動制御装置は、第1電源電位VDDと出力端子との間に接続された第1スイッチ素子と、前記出力端子と第2電源電位GNDとの間に接続された第2スイッチ素子とからなる複数組のスイッチング手段と、三角波を発生する発振器手段13Aと、ブラシレスモータの位置検出器11からの検出信号に基づいて、正弦波の位置検出信号を出力する位置信号生成手段14と、前記発振器手段の三角波と、前記位置信号生成手段の正弦波の位置検出信号とを大小比較して、PWM信号を発生する比較器16Aと、を備え、前記複数組の前記第1スイッチ素子、前記第2スイッチ素子とが、前記PWM信号により逆位相で動作されるように構成されている、ことを特徴とする。

【0025】この請求項1のブラシレスモータ用駆動制御装置によれば、第1スイッチ素子（例えばQUH）と第2スイッチ素子（例えばQUL）は、一方のスイッチ素子QUHがPWM制御されるときには、他方のスイッチ素子QULは逆位相にスイッチングされる。すなわち、PWMオンのときにはスイッチ素子QUHがオンでスイッチ素子QUL

がオフとなり、PWMオフのときにはスイッチ素子QUHがオフでスイッチ素子QULがオンとなる。したがって、モータの回生電流は従来のように寄生ダイオードPdではなく、オン状態のスイッチ素子を通る。スイッチ素子のオン抵抗による電圧降下Vonは、寄生ダイオードPdの電圧降下Vf(約0.7V)に比べて著しく小さく、例えば0.1~0.2V程度に出来るから、電力ロスを低減することが出来る。

【0026】また、位置信号生成手段14からの正弦波の位置検出信号を、整流することなく、正弦波のまま発振器手段の三角波と比較してPWM信号を得ているから、このPWM信号をスイッチ素子のP型、N型などの特性に応じて、そのままあるいは逆位相にして、第1スイッチ素子(例えばQUH)と第2スイッチ素子(例えばQUL)に印加することが出来る。この場合、従来のように極性判別信号は必要としない。

【0027】請求項2のブラシレスモータ用駆動制御装置は、請求項1記載のブラシレスモータ用駆動制御装置において、前記発振器手段の三角波の上下限値の中心電圧と、前記位置信号生成手段の正弦波の位置検出信号の上下限値の中心電圧とが、同じ電圧であることを特徴とする。

【0028】この請求項2のブラシレスモータ用駆動制御装置によれば、さらに、発振器手段の三角波の上下限値の中心電圧と位置信号生成手段の正弦波の位置検出信号の上下限値の中心電圧とを、同じ電圧にしているから、発振器手段の発振出力は、従来のように最小電圧がグラウンド電位GNDに達せずに不感帯を生じたり、グラウンド電位GNDに留まったりすることはなくなる。したがって、PWM信号のデューティは0~100%まで出力できるから、微小回転領域も含め適切な制御が実現できる。

【0029】

【発明の実施の形態】以下、図面を参照して、本発明のブラシレスモータ用駆動制御装置に係る実施の形態について説明する。

【0030】図1は、本発明の実施の形態に係るブラシレスモータ用駆動制御装置の構成を示す図であり、図2は図1の各部の信号の波形を示す図である。

【0031】図1において、従来の図6と比較して、まず、全波整流器15が設けられていないことと、位置検出器/移相回路14から前置駆動回路17U~17Wへ供給されていた極性判別信号UHL、VHL、WHLが不要であることが、異なっている。次に、発振器13、比較器16、前置駆動回路17U~17Wがその内部構成及び機能において変更されており、それぞれ図1において記号Aを付加している。

【0032】なお、その他の回転子位置検出器11、トルク指令回路12、位置検出器/移相回路14、各相用のトランジスタスイッチである、正極側のP型MOSト

ランジスタQUH、QVH、QWHと、負極側のN型MOSトランジスタQUL、QVL、QWLは、図6の従来例と同じである。これら、変更のないものについては再度の説明は省略する。

【0033】発振器13Aは、図3に示されるように、入力電圧を切り換える切換スイッチSW1と、演算増幅器OP1と、積分用コンデンサC1と、ソース側定電流源I1と、シンク側定電流源I2と、電流源切換スイッチSW2を有して、構成されている。

【0034】図3において、発振器13Aには、バンドギャップ型定電圧回路を内蔵する定電圧源18から基準電圧Vrefの例えば3/2倍の定電圧(3/2Vref)と1/2倍の定電圧(1/2Vref)とが入力される。この発振動作は、図の状態、3/2Vrefを演算増幅器OP1に入力し、ソース側定電流源I1から定電流iをコンデンサC1に充電する。コンデンサC1の電圧が3/2Vrefに達すると、演算増幅器OP1の出力が反転し切換スイッチSW1、SW2が切り換わる。今度は、演算増幅器OP1に1/2Vrefが入力され、コンデンサC1の電荷がシンク側定電流源I2に引かれて定電流iをコンデンサC1から放電する。コンデンサC1の電圧が低下して1/2Vrefに達すると、逆に演算増幅器OP1の出力が反転し切換スイッチSW1、SW2が切り換わる。

【0035】この反転切換動作が繰り返されて三角波の発振出力OSCが出力される。この発振出力OSCは、3/2Vrefを上限値とし、1/2Vrefを下限値とし、その中間値である基準電圧Vrefを中心値とする三角波となる。したがって、切換時のオーバーシュート量が変動したり、ソース側とシンク側の定電流源の特性が違ったり、あるいは製造プロセスのばらつきなどが生じたとしても、制御ゲインが多少変わるだけで制御上問題はなく、従来のように発振出力OSCに不感帯を生じたり、グラウンド電位GNDに留まり、歪んでしまう問題は解消されている。

【0036】また、この定電圧源18からは基準電圧Vrefが位置検出器/移相回路14に供給され、位置検出器/移相回路14から出力される変位信号HU1、HV1、HW1は、基準電圧Vrefを中心値とする正弦波となる。

【0037】比較器16Aは、基準電圧Vrefを中心値とする正弦波の変位信号HU1、HV1、HW1と、基準電圧Vrefを中心値とする三角波の発振出力OSCが入力され、U相の変位信号HU1と発振出力OSC、V相の変位信号HV1と発振出力OSC、W相の変位信号HW1と発振出力OSCがそれぞれ比較されて、U相のPWM信号UPWM、V相のPWM信号VPWM、W相のPWM信号WPWMが形成され出力される。

【0038】前置駆動回路17U~17Wは、入力されたPWM信号により正極側のトランジスタスイッチと負極側のトランジスタスイッチを逆位相にオン・オフするようなPWM駆動信号を出力する。これをU相についてみると、この実施の形態の図1では、正極側のトランジスタスイッチがP型MOSトランジスタであり、負極側

のトランジスタスイッチがN型MOSトランジスタであるから、PWM駆動信号VUGH、VGULとして、入力されたPWM信号UPWMを分岐して同位相で供給するだけでよい。なお、両トランジスタスイッチが共にN型であるなどの場合には、反転位相で供給することになる。

【0039】 以上のように構成される本発明の実施の形態において、トルク指令回路12は、モータMの実際の回転速度に比例した測定値Vdetを速度検出器（図示していない）などで検出し、モータ速度の所定の設定値Vsとの偏差に応じた制御信号を位置検出器／移相回路14に出力して、モータ速度が所定値になるように自動的に制御される。

【0040】 位置検出器／移相回路14では、回転子位置検出器11からの出力信号HU、HV、HWとトルク指令回路12からの制御信号とに基づいて、所定の位相だけ移相され振幅が制御された正弦波の変位信号を、図3のように定電圧源18からの基準電圧Vrefを中心電圧として形成する。この正弦波の変位信号HU1、HV1、HW1は、図2(a)(b)(c)に示されており、これが比較器16Aにそれぞれ一方の比較入力として、供給される。

【0041】 一方、発振器13Aからは、図3で説明した構成にしたがって、やはり定電圧源18からの基準電圧Vrefを中心電圧として形成された三角波の発振信号OSCが、比較器16Aに他方の比較入力として供給される。この基準電圧Vrefを中心電圧として形成された三角波の発振信号OSCは、図2(d)に示されている。

【0042】 この三角波の発振信号OSCと正弦波の各変位信号HU1、HV1、HW1とが、比較器16Aで大小比較され、各相ごとのPWM信号UPWM、VPWM、WPWMが形成されて、それぞれ各相用の前置駆動回路17AU、17AV、17AWに供給される。

【0043】 PWM信号UPWM、VPWM、WPWMが各相用の前置駆動回路17AU、17AV、17AWに供給され、ゲート制御信号VUGH～VWGLをMOSトランジスタQUH～QWLのゲートに印加する。

【0044】 この例では正極側MOSトランジスタQUH、QVH、QWHがP型MOSトランジスタ、負極側MOSトランジスタQUL、QVL、QWLがN型MOSトランジスタで構成されているから、ゲート制御信号VUGH～VWGLは、図2(e)～(j)に示されるように、各相ごとに120°ずれており、且つ正極用のゲート制御信号と負極用のゲート制御信号（例えばVUGHとVGUL）は同位相で印加される。

【0045】 なお、正極側MOSトランジスタQUH（QVH、QWH）と負極側MOSトランジスタQUL（QVL、QWL）とが、同時にオンされて貫通電流が流れることがないように、前置駆動回路17AU、17AV、17AWに、ゲート制御信号VUGH～VWGLを時間幅を調整するための調整回路を備えておくことが望ましい。

【0046】 以上の通り、本発明の駆動制御装置においては、図2(e)～(j)のゲート制御信号VUGH～VWGLが各相のMOSトランジスタスイッチQUH～QWLに印加されるから、各U、V、W相において正極側（あるいは負極側）のMOSトランジスタがPWM制御されているときには、負極側（あるいは正極側）のMOSトランジスタはPWM制御信号で逆位相にPWM制御される。

【0047】 図4、図5はこの状態の例をU相について示す図で、正極側P型MOSトランジスタQUHがゲート制御信号VUGHでPWM制御されるとき、負極側N型MOSトランジスタQULが同位相のゲート制御信号VGULでPWM制御される。

【0048】 したがって、正極側MOSトランジスタQUHがPWM制御でオン期間のときには図中実線で示すような方向に電流Iが流され、負極側MOSトランジスタQULはPWM制御でオフ期間となっている。また、正極側MOSトランジスタQUHがPWM制御でオフ期間のときには図中破線で示すような方向に電流Iが再生電流として流される。

【0049】 この時、負極側MOSトランジスタQULはPWM制御信号でオン状態となっているから、前記破線の電流は、従来のように寄生ダイオードPdを流れることはなく、負極側MOSトランジスタQULを介して流れることになる。この状態は、正極側・負極側を逆にしても、また他の相についても同様である。

【0050】 MOSトランジスタのオン状態での抵抗値、即ちオン抵抗Ronは設計により低い値に容易に設定できるから、オン状態での電圧降下Von（例えば、0.1～0.2程度）は、寄生ダイオードPdの電圧降下Vf（＝約0.7V）に比較して低くなっている。したがって、この電圧降下Vonと再生電流Iに応じた電力ロスI×Vonは、従来の駆動制御回路の電力ロスI×Vfと比較して、著しく低減することができる。

【0051】 また、発振器13の三角波の発振信号OSCの中心電圧と、正弦波の変位信号HU1、HV1、HW1の中心電圧とが、共に定電圧源18からの基準電圧Vrefとされているから、発振器13の発振出力OSCに不感帯を生じたり、下側エッジがグランド電位GNDに留まり、歪んでしまうことがなくなるほか、比較基準が安定した共通の基準電圧となり、比較器16Aでの比較動作が適切に行える。更に、全波整流器15が不要となり、これに伴って極性判別信号UHL、VHL、WHLも不要となる。

【0052】 また、図1などの実施の形態では、出力スイッチ素子として、正極側をP型MOSトランジスタとし、負極側をN型MOSトランジスタとしているが、正極側・負極側とも同一導電型例えばN型MOSとすることもできるし、MOSトランジスタに代えて、PNP型とNPN型とを同様に組み合わせたバイポーラトランジスタとすることもできる。

【0053】 また、発振器13Aの発振出力OSCの三角

波として、鋸歯状の三角波であっても良い。

【0054】なお、以上の図1などの実施の形態においては、三相駆動タイプのブラシレスモータ駆動制御装置について説明したが、三相以外の単相タイプあるいは三相より多相の例えば六相タイプのブラシレスモータの駆動制御装置に適用することが出来る。

【0055】

【発明の効果】本発明の請求項1のブラシレスモータ用駆動制御装置によれば、第1スイッチ素子と第2スイッチ素子は、一方のスイッチ素子がPWM制御される時には、他方のスイッチ素子は逆位相にスイッチングされる。すなわち、PWMオンのときには一方のスイッチ素子がオンで他方のスイッチ素子がオフとなり、PWMオフのときには一方のスイッチ素子がオフで他方のスイッチ素子がオンとなる。したがって、モータの回生電流は従来のように寄生ダイオードではなく、オン状態のスイッチ素子を流れる。スイッチ素子のオン抵抗による電圧降下 V_{on} は、寄生ダイオードの電圧降下(約0.7V)に比べて著しく小さく、例えば0.1～0.2V程度に出来るから、電力ロスを低減することが出来る。

【0056】また、位置信号生成手段からの正弦波の位置検出信号を、整流することなく、正弦波のままで発振器手段の三角波と比較してPWM信号を得ているから、このPWM信号をスイッチ素子のP型、N型などの特性に応じて、そのままあるいは逆位相にして、一方のスイッチ素子と他方のスイッチ素子に印加することが出来る。この場合、従来のように極性判別信号は必要としない。

【0057】本発明の請求項2のブラシレスモータ用駆動制御装置によれば、さらに、発振器手段の三角波の上下限値の中心電圧と位置信号生成手段の正弦波の位置検出信号の上下限値の中心電圧とを、同じ電圧にしているから、発振器手段の発振出力は、従来のように最小電圧がグラウンド電位GNDに達せず不感帯を生じたり、グ

ランド電位GNDに留まったりすることはなくなる。したがって、PWM信号のデューティは0～100%まで出力できるから、微小回転領域も含め適切な制御が実現できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施の形態に係るブラシレスモータ用駆動制御装置の構成を示す図。

【図2】図1の各部の信号の波形を示す図。

【図3】本発明の実施の形態に係る発振器の構成を示す図。

【図4】本発明の実施の形態の作用を説明する図。

【図5】本発明の実施の形態の作用を説明する図。

【図6】従来のブラシレスモータ用駆動制御装置の構成を示す図。

【図7】図6の各部の信号の波形を示す図。

【図8】従来の駆動制御装置の作用を説明する図。

【図9】従来の駆動制御装置の作用を説明する図。

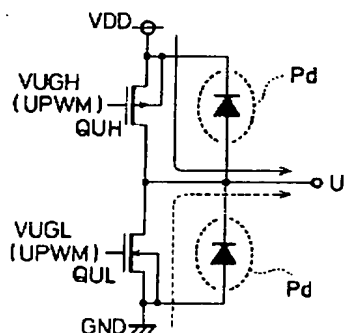
【図10】従来の駆動制御装置の作用を説明する図。

【図11】従来の駆動制御装置の作用を説明する図。

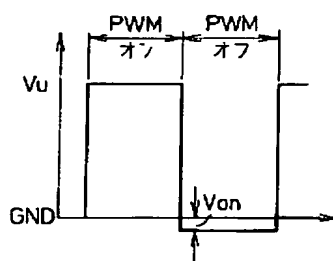
【符号の説明】

- M ブラシレスモータ
- 11 回転子位置検出器
- 12 トルク指令回路
- 13A 発振器
- 14 位置検出器/移相回路
- 16A 比較器
- 17AU～17AW 前置駆動回路
- 18 定電圧源
- QUH～QWL スwitch素子
- OSC 発振信号
- HU1～HW1 変位信号
- UPWM～WPWM PWM信号
- VGUH～VWGL ゲート制御信号

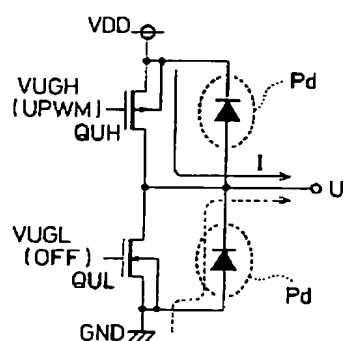
【図4】



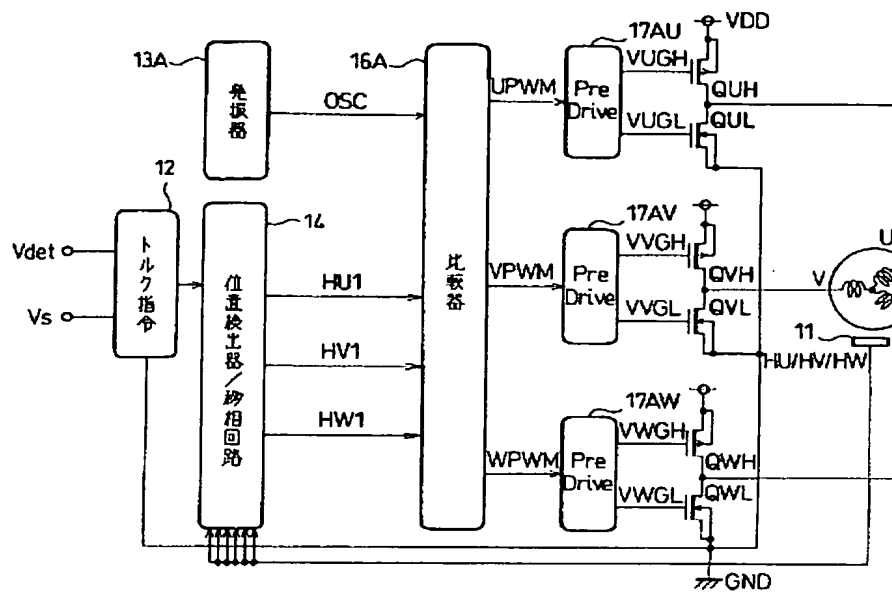
【図5】



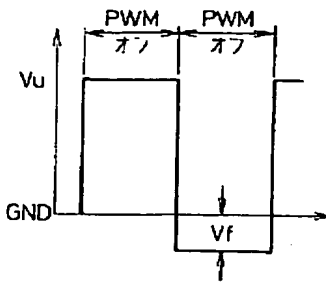
【図8】



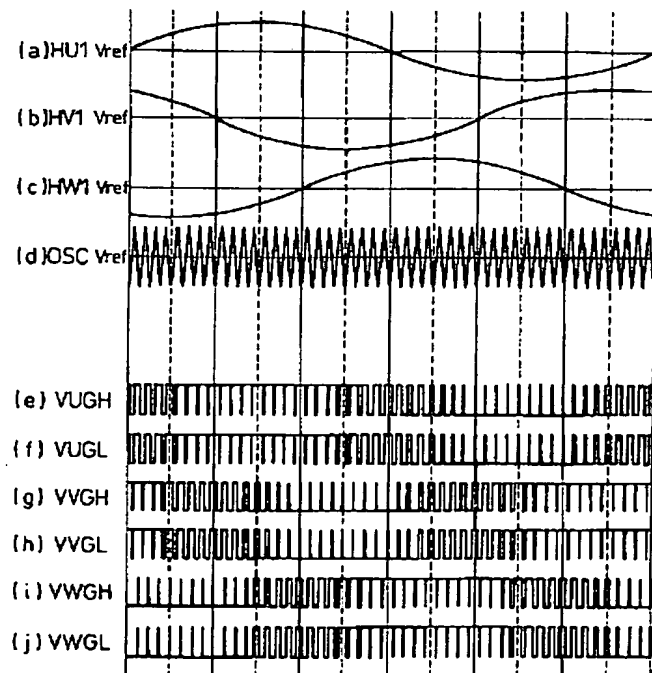
【図 1】



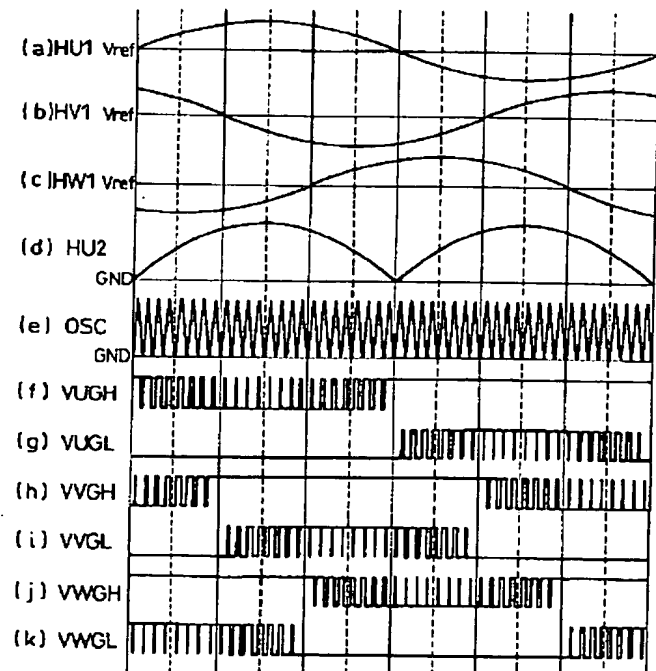
【図 9】



【図 2】

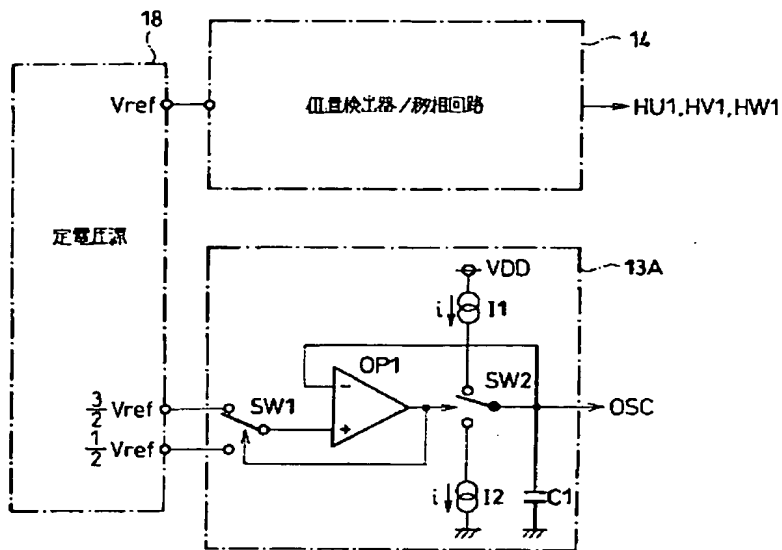


【図 7】

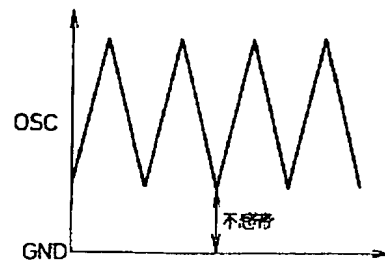


BEST AVAILABLE COPY

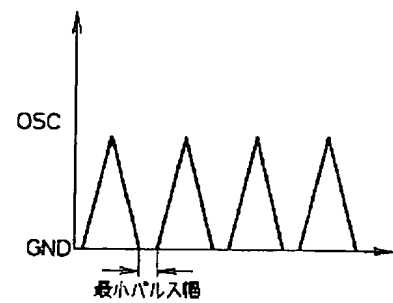
【図 3】



【図 10】



【図 11】



【図 6】

